

(11)Publication number : 2001-025238

(43)Date of publication of application : 26.01.2001

(51)Int.Cl.

H02M 3/155

(21)Application number : 11-196258

(71)Applicant : SHARP CORP

(22)Date of filing : 09.07.1999

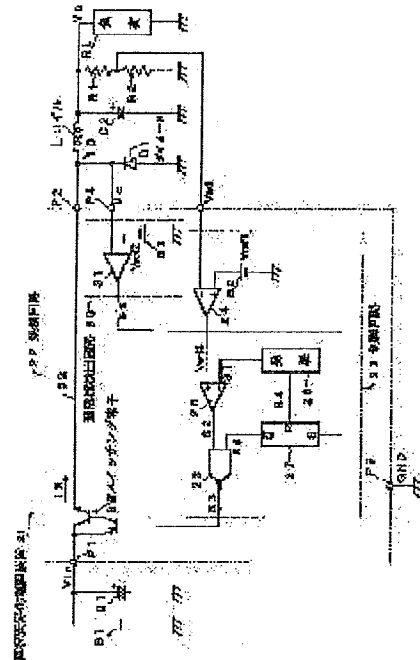
(72)Inventor : SUZUKI TOMOHIRO  
YASHIRO YUJI  
INABA KATSUMI  
HISAKAWA KOJI  
KANAMORI ATSUSHI  
SATO TSUTOMU

## (54) DIRECT-CURRENT STABILIZED POWER SUPPLY

## (57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To further enhance efficiency by providing an overcurrent detecting means for detecting an overcurrent in the forward direction of a rectifying element.

SOLUTION: An integrated circuit 22 is, for example, a four-terminal regulator IC provided with terminals P1 to P4, and a control circuit 23 in the integrated circuit 22 adjusts the on/off duty ratio of a switching element SW and thereby keeps output voltage  $V_o$  at a desired voltage with stability. A catch diode D1 as a rectifying device has the characteristics that its forward voltage is increased as the value of transit current increases. If a potential  $V_c$  exceeds a reference voltage  $V_{ref2}$ , an overcurrent detection comparator 31 in an overcurrent detection circuit 30 decides that the transit current value of the catch diode D1 has exceeded a passing current threshold. Therefore, a series resistance for overcurrent detection can be removed from an output line, and efficiency can be enhanced further.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 11.01.2002

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3469131

[Date of registration] 05.09.2003

[Number of appeal against examiner's decision  
of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's  
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

\* NOTICES \*

JPO and INPIT are not responsible for any  
damages caused by the use of this translation.

1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original  
precisely.

2.\*\*\*\* shows the word which can not be translated.

3.In the drawings, any words are not translated.

---

## CLAIMS

---

[Claim(s)]

[Claim 1] By preparing a switching element and a coil in output Rhine at a serial, and making said switching element switch While the current from a power source is supplied to a load at the time of ON, energy is accumulated in said coil. By supplying said load in the current path in which the accumulated energy is formed by the rectifying device at the time of OFF, and adjusting the duty of said switching The direct-current stabilization power unit characterized by including an overcurrent detection means to detect an overcurrent from the forward voltage of said rectifying device, in the direct-current stabilization power unit changes direct-current input voltage into request direct-current output voltage, and it was made to output it.

[Claim 2] Said overcurrent detection means is a direct-current stabilization power unit according to claim 1 characterized by equipping the electrical potential difference between terminals of said rectifying device with the comparator given to one input and the source of reference voltage which is connected to the input of another side of said comparator, and has a negative temperature property, and constituting it.

[Claim 3] Said overcurrent detection means is a direct-current stabilization power unit according to claim 1 characterized by equipping further the electrical potential difference between terminals of said rectifying device with the comparator given to one input, the source of reference voltage, the 1st resistance which connects said source of reference voltage to the input of another side of said comparator, and the 2nd resistance connected to the input of another side of said comparator through an external terminal.

[Claim 4] Said overcurrent detection means is a direct-current stabilization power unit according to claim 1 with which the electrical potential difference between terminals of said rectifying device is characterized by to have further the comparator given to one input, the source of reference voltage, the 1st resistance which connects said source of reference voltage to the input of another side of said comparator, the 2nd resistance connected to the input of another side of said comparator, and the capacitor by which it is placed between juxtaposition at said 2nd resistance.

[Claim 5] A direct-current stabilization power unit given in any of claims 1-4 characterized by having further an overheating detection means to detect component overheating from the forward voltage of said rectifying device they are.

---

[Translation done.]

\* NOTICES \*

JPO and INPIT are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.

2.\*\*\*\* shows the word which can not be translated.

3.In the drawings, any words are not translated.

---

## DETAILED DESCRIPTION

---

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention] This invention relates to the direct-current stabilization power unit in which the efficient actuation changes direct-current input voltage into request direct-current output voltage, and it was made to output it is possible by carrying out suitably as a regulator of a pressure-lowering mold, having a switching element, a coil, and a smoothing capacitor, and adjusting the duty of switching.

[0002]

[Description of the Prior Art] Although the regulator circuit is used for it from the former in order to make a direct-current stabilization power unit stabilize an electrical potential difference As said pressure-lowering type which it uses when you need output voltage lower than input voltage of a regulator The dropper mold regulator which drops an electrical potential difference by using a transistor as a kind of variable resistance, The switching mold regulator held to stability is used for the desired output electrical potential difference by having a switching element, a coil, and a smoothing capacitor, and adjusting the ON/OFF duty ratio of a switching element.

[0003] Since a design is easy and the noise is small, although the aforementioned dropper mold regulator has the advantage that an application is hard to be limited, since it makes an electrical potential difference drop and is stabilizing output voltage, a dropped part will be emitted as heat, and when the electrical-potential-difference difference between I/O is large, it has especially the problem that effectiveness is bad. On the other hand, since output voltage is determined by the ON/OFF duty ratio of a switching element, for the application with the large electrical-potential-difference difference during I/O, the after-mentioned switching mold regulator is efficient, and is widely used by such application.

[0004] Drawing 12 is the block diagram showing the electric configuration of the direct-current regulated-power-supply equipment 1 of the typical conventional example of such a switching mold regulator. The switching element sw in an integrated circuit 2 switches in profile the input voltage vin from the power source b1 graduated by the smoothing capacitor c1, and this direct-current regulated-power-supply equipment 1 is rectifying and graduating that output with the external catch diode d1, Coil l, and a smoothing capacitor c2, and outputs the output voltage vo which lowered the pressure of said input voltage vin to Load rl.

[0005] That is, while the current from said power source b1 is supplied to Load rl at the time of ON of a switching element sw, energy is accumulated in said coil l, and this load rl is supplied in the current path in which the accumulated energy is formed with the catch diode d1, Coil l, and Load rl at the time of OFF. The control circuit 3 is formed in said integrated circuit 2, and when this control circuit 3 adjusts the ON/OFF duty ratio of said switching element sw, said output voltage vo is held at stability on the electrical potential difference considered as a request.

[0006] Said control circuit 3 is equipped with the error amplifier 4, the source b2 of reference voltage, the PWM comparator 5, an oscillator 6, a flip-flop 7, and NAND circuit 8, and is constituted. The control voltage vadj which pressured said output voltage vo partially by the partial pressure resistance r1 and r2, and was obtained is fed back to the reversal input edge of said error amplifier 4, the reference voltage vref from said source b2 of reference voltage is given to a noninverting input edge, and the output from this error amplifier 4 is given to the

noninverting input edge of the PWM comparator 5. By slicing the triangular wave from said oscillator 6 given to a reversal input edge with the output voltage from said PWM comparator 5, said PWM comparator 5 creates an PWM signal, and gives this signal to a switching element sw through NAND circuit 8. Darlington connection of a PNP transistor and the NPN transistor is carried out, and the switching element sw is constituted.

[0007] Therefore, the error amplifier 4 draws the output of a low level, so that said control voltage  $v_{adj}$  becomes lower than said reference voltage  $v_{ref}$  by the fall of said output voltage  $v_o$ , the slice level of the PWM comparator 5 becomes low by this, and the pulse width of said PWM signal is wide, namely, said duty becomes high, ON period of a switching element sw becomes long, and the fall of said output voltage  $v_o$  is controlled.

[0008] Moreover, it is placed between output Rhine 9 from said power source b1 to Load rl by the overcurrent sensing circuit 10 within said integrated circuit 2 with said switching element sw and Coil l. This overcurrent sensing circuit 10 is inserted in a serial in said output Rhine 9, is equipped with the current detection resistance  $r_d$  which carries out current-electrical-potential-difference conversion of the load current, and the overcurrent detection comparator 11 which judges whether it is in an overcurrent condition based on the electrical potential difference between that terminal, and is constituted. The output of this overcurrent detection comparator 11 will become high-level, if the condition, i.e., the electrical potential difference between terminals of the current detection resistance  $r_d$ , of having not detected the overcurrent serves as a low level under with a predetermined value, and the electrical potential difference between said terminals becomes beyond a predetermined value and will be in an overcurrent condition.

[0009] The output of the overcurrent detection comparator 11 is inputted into the set terminal of said flip-flop 7 realized by the RS flip flop, and a reset pulse is given to the reset terminal of this flip-flop 7 from said oscillator 6. The reversal output of a flip-flop 7 is given to said NAND circuit 8. Therefore, when it comes to an overcurrent condition, a flip-flop 7 is set, a reversal output serves as a low level, and is set to the base of the output of NAND circuit 8, therefore the PNP transistor of said switching element sw being high-level with as, and this switching element sw is maintained at an OFF condition. If it is no longer an overcurrent, it is reset and the reversal output becomes high-level, passage of the PWM signal through NAND circuit 8 will be attained, and a flip-flop 7 will return to the usual pulse width control.

[0010]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] Although the direct-current stabilization power unit 1 constituted as mentioned above has effectiveness higher than the aforementioned dropper mold regulator, since the current detection resistance  $r_d$  is inserted in a serial in output Rhine 9, loss is large and it cannot be told to the request of low-power-izing in recent years that it is enough.

[0011] That is, as loss W in an integrated circuit 2, the loss WS by the switching element sw, the loss WC by the control circuit 3, and the loss WR by the current detection resistance  $r_d$  are large, and it is divided into three. For example, for 12V and output voltage  $v_o$ , 5V and the output current  $i_o$  are [ input voltage  $v_{in}$  ] collector-to-emitter-voltage  $v_{ceSAT}$  in the saturation state of a switching element sw at the conditions of 3A. It will be set to  $WS = D \times v_{ceSAT}$   $xio = 0.45 \times 1 \times 3 \times 1.35W$  if 10mA and the current detection resistance  $r_d$  are assumed [ the forward voltage drop  $v_f$  of 1V and the catch diode d1 ] to be 30mohms for the consumed electric current of 0.4V and a control circuit 3. Here, Duty D is  $D = v_o / (v_{in} - v_{ceSAT})$ .

It comes out, and it is expressed and may be 45% as mentioned above.

[0012] Next, it is set to  $WC = v_{in} x i_o = 12 \times 0.01 = 0.12W$ . It is set to  $WR = D \times r_d x i_o = 0.45 \times 0.03 \times 3 \times 0.04W$  at the last.

[0013] As mentioned above, when there is no current detection resistance  $r_d$  to being set to  $W = 1.35 + 0.12 + 0.04 = 1.51W$ , it can be referred to as  $W = 1.35 + 0.12 = 1.47W$ , and internal losses can be reduced about 3%.

[0014] The purpose of this invention is offering the direct-current stabilization power unit which can attain efficient-ization further by deleting the series resistance for overcurrent detection from output Rhine.

[0015]

[Means for Solving the Problem] The direct-current regulated-power-supply equipment

concerning this invention by preparing a switching element and a coil in output Rhine at a serial, and making said switching element switch While the current from a power source is supplied to a load at the time of ON, energy is accumulated in said coil. By supplying said load in the current path in which the accumulated energy is formed by the rectifying device at the time of OFF, and adjusting the duty of said switching In the direct-current stabilization power unit changes direct-current input voltage into request direct-current output voltage, and it was made to output it, it is characterized by including an overcurrent detection means to detect an overcurrent from the forward voltage of said rectifying device.

[0016] By according to the above-mentioned configuration, preparing a switching element and a coil in output Rhine at a serial, and adjusting the ON/OFF duty ratio of said switching element In the switching mold regulator which obtained the desired output electrical potential difference It is indispensable in order to form the current path at the time of OFF of a switching element, and an overcurrent is detected from this forward voltage using forward voltage becoming large, so that the passage current becomes [ the rectifying device realized for catch diode etc. ] large.

[0017] Therefore, the series resistance for overcurrent detection can be deleted from output Rhine, and efficient-ization can be attained further.

[0018] Moreover, in the direct-current stabilization power unit concerning this invention, it is characterized by equipping said overcurrent detection means with the source of reference voltage which the electrical potential difference between terminals of said rectifying device is connected to the input of another side of the comparator given to one input and said comparator, and has a negative temperature property, and constituting it.

[0019] According to the above-mentioned configuration, since there is a negative temperature property in the forward voltage of rectifying devices, such as said catch diode, as for a comparator, with the overcurrent threshold of fixed level, an overcurrent cannot be judged correctly. Then, a negative temperature property is given also like reference voltage using the forward voltage of diode etc.

[0020] Therefore, overcurrent detection can always be correctly performed with a fixed overcurrent threshold, without being influenced of ambient temperature.

[0021] With the direct-current stabilization power unit concerning this invention, said overcurrent detection means is characterized by equipping further the electrical potential difference between terminals of said rectifying device with the 1st resistance which connects to the input of another side of said comparator the comparator given to one input, the source of reference voltage, and said source of reference voltage, and the 2nd resistance connected to the input of another side of said comparator through an external terminal further again.

[0022] According to the above-mentioned configuration, one terminal of the source of reference voltage is connected to the input of another side of said comparator through said 1st resistance, for example. If an other-end child is grounded, resistance one 2nd terminal is connected to the input of another side of said comparator through said external terminal and an other-end child is grounded In the input of another side of said comparator used as the node of the 1st and the 2nd resistance, the reference voltage used as an overcurrent threshold will pressure partially, and will be inputted.

[0023] Therefore, the rated value of the switching element which can change and uses said overcurrent threshold, and the suitable overcurrent threshold according to the property of a rectifying device can be set up by changing the resistance of said 2nd resistance of external, and the other-end child's potential.

[0024] Moreover, in the direct-current stabilization power unit concerning this invention, said overcurrent detection means is characterized by to have further the comparator with which the electrical potential difference between terminals of said rectifying device is given to one input, the source of reference voltage, the 1st resistance which connects said source of reference voltage to the input of another side of said comparator, the 2nd resistance connected to the input of another side of said comparator, and the capacitor by which it is placed between juxtaposition at said 2nd resistance.

[0025] According to the above-mentioned configuration, one terminal of the source of reference voltage is connected to the input of another side of said comparator through said 1st resistance.

When an other-end child is grounded, resistance one 2nd terminal is connected to the input of another side of said comparator through said external terminal and an other-end child is grounded, by the capacitor of juxtaposition to the 2nd resistance. The electrical potential difference between terminals of this juxtaposition capacitor is low immediately after powering on, said overcurrent threshold becomes low, with time amount progress, the electrical potential difference between terminals of a capacitor rises gradually, and said overcurrent threshold also rises.

[0026] Therefore, since pulse width spreads in a power up gradually and output voltage starts to it while pulse width is restricted by overcurrent detection, the so-called soft start is realizable.

[0027] The direct-current stabilization power unit concerning this invention is characterized by having further an overheating detection means to detect component overheating from the forward voltage of said rectifying device further again.

[0028] According to the above-mentioned configuration, component overheating can also be detected like overcurrent detection, without placing series resistance between output Rhine.

[0029]

[Embodiment of the Invention] It will be as follows if one gestalt of operation of this invention is explained based on drawing 1 - drawing 3.

[0030] Drawing 1 is the block diagram showing the electric configuration of the direct-current regulated-power-supply equipment 21 of one gestalt of operation of this invention. It is a switching mold regulator, and the switching element SW in an integrated circuit 22 switches in profile the input voltage  $V_{in}$  from the power source B1 graduated by the smoothing capacitor C1, and this direct-current regulated-power-supply equipment 21 is rectifying and graduating that output with the external catch diode D1, Coil L, and a smoothing capacitor C2, and outputs the output voltage  $V_o$  which lowered the pressure of said input voltage  $V_{in}$  to Load RL. That is, while the current from said power source B1 is supplied to Load RL at the time of ON of a switching element SW, energy is accumulated in said coil L, and this load RL is supplied in the current path in which the accumulated energy is formed with the catch diode D1, Coil L, and Load RL at the time of OFF. Said integrated circuit 22 is the regulator IC of four terminals which have terminals P1-P4, and when the control circuit 23 prepared in this integrated circuit 22 adjusts the ON/OFF duty ratio of said switching element SW, it is held at stability on the electrical potential difference which considers said output voltage  $V_o$  as a request.

[0031] Said control circuit 23 is equipped with the error amplifier 24, source B-2 of reference voltage, the PWM comparator 25, an oscillator 26, a flip-flop 27, and NAND circuit 28, and is constituted. The control voltage  $V_{adj}$  which pressured said output voltage  $V_o$  partially by the partial pressure resistance R1 and R2, and was obtained is fed back to the reversal input edge of said error amplifier 24, the reference voltage  $V_{ref1}$  from said source B-2 of reference voltage is given to a noninverting input edge, and the output from this error amplifier 24 is given to the noninverting input edge of the PWM comparator 25. By slicing the triangular wave from said oscillator 26 given to a reversal input edge with the output voltage from said PWM comparator 25, said PWM comparator 25 creates an PWM signal, and gives this signal to a switching element SW through NAND circuit 28. Darlington connection of a PNP transistor and the NPN transistor is carried out, and the switching element SW is constituted.

[0032] Therefore, the error amplifier 24 draws the output of a low level, so that said control voltage  $V_{adj}$  becomes lower than said reference voltage  $V_{ref1}$  by the fall of said output voltage  $V_o$ , the slice level of the PWM comparator 25 becomes low by this, and the pulse width of said PWM signal is wide, namely, said duty becomes high, ON period of a switching element SW becomes long, and the fall of said output voltage  $V_o$  is controlled.

[0033] Moreover, the potential  $V_c$  of the cathode of the catch diode D1 which is a rectifying device is given to one input of the overcurrent detection comparator 31 in an overcurrent sensing circuit 30, and the reference voltage  $V_{ref2}$  from source B-2 of reference voltage is given to the input of another side of said this overcurrent detection comparator 31. It judges with an overcurrent sensing circuit 30 being in an overcurrent condition, if said potential  $V_c$  becomes said two or more reference voltages  $V_{ref}$ , high level is outputted, and said potential  $V_c$  is outputting a low level in said less than two reference voltage  $V_{ref}$ .

[0034] That is, the catch diode D1 has the property that forward voltage becomes large, and if said potential Vc becomes said two or more reference voltages Vref, it will judge the overcurrent detection comparator 31 to be that from which the passage current value of the catch diode D1 turned into beyond the overcurrent threshold, so that a passage current value becomes large, as a reference mark alpha 1 shows drawing 2.

[0035] The output of said overcurrent detection comparator 31 is inputted into the set terminal of said flip-flop 27 realized by the RS flip flop, and a reset pulse is given to the reset terminal of this flip-flop 27 from said oscillator 26. The reversal output of a flip-flop 27 is given to said NAND circuit 28. Therefore, when it comes to an overcurrent condition, a flip-flop 27 is set, a reversal output serves as a low level, and is set to the base of the output of NAND circuit 28, therefore the PNP transistor of said switching element SW being high-level with as, and this switching element SW is maintained at an OFF condition. If it is no longer an overcurrent, it is reset and the reversal output becomes high-level, passage of the PWM signal through NAND circuit 28 will be attained, and a flip-flop 27 will return to the usual pulse width control.

[0036] Drawing 3 is a wave form chart for explaining actuation of the direct-current stabilization power unit 21 constituted as mentioned above. In the PWM comparator 25, the PWM signal S2 acquired by slicing the triangular wave S1 from an oscillator 26 with the slice level Vref3 from the error amplifier 24 is given to a switching element SW as an PWM signal S3 through NAND circuit 28. By switching of a switching element SW, to this switching element SW, Current IS flows at ON period, and Current ID flows to the catch diode D1 at an OFF period.

[0037] If said potential Vc becomes said two or more reference voltages Vref and the overcurrent detection comparator 31 outputs the overcurrent signal S5 as the flip-flop 27 is reset for every period the whole above from said oscillator 26 by reset pulse S4 outputted for every \*\*\*\*\* of a triangular wave S1 and time of day t1 shows it, a flip-flop 27 will be set and will make the reversal output S6 a low level. Even if said PWM signal S2 becomes high-level at time of day t2, an output is prevented by NAND circuit 28, if a flip-flop 27 is reset and carried out at time of day t3 by this, said PWM signal S3 will become high-level, and ON drive of the switching element SW will be carried out by it.

[0038] Thus, since overcurrent detection is performed from the forward voltage of the indispensable catch diode D1 in order to form the current path at the time of OFF of a switching element SW, it becomes unnecessary to place the series resistance for overcurrent detection between output Rhine 32, and efficient-ization can be attained further.

[0039] It will be as follows if other gestalten of operation of this invention are explained based on drawing 4.

[0040] Drawing 4 is the block diagram showing the electric configuration of the direct-current regulated-power-supply equipment 41 of other gestalten of operation of this invention. The integrated circuit 42 of this direct-current stabilization power unit 41 is similar to the above-mentioned integrated circuit 22, gives the same reference mark to a corresponding part, and omits that explanation. it should observe — in this integrated circuit 42, the reset terminal P5 is formed, it replaces with reset pulse S4 from said oscillator 26, and the reset input S7 from this reset terminal P5 is given to the reset terminal of said flip-flop 27 in a control circuit 43.

[0041] Therefore, in said integrated circuit 22, the flip-flop 27 is reset for every period the whole above by reset pulse S4 outputted for every \*\*\*\*\* of a triangular wave S1. As opposed to performing overcurrent protected operation of the pulse Bayh pulse method which can be immediately returned if it continues operating a switching element SW by the upper limit which will not be in an overcurrent condition and an overcurrent condition is solved In this integrated circuit 42, if said reset input S7 can be given once it will be in an overcurrent condition, or overcurrent protected operation of the latch method which cannot be returned unless it carries out the reclosing of the power source can be performed and it will be in an overcurrent condition, an output can be suspended certainly.

[0042] It will be as follows if the gestalt of further others of operation of this invention is explained based on drawing 5 and drawing 6.

[0043] Drawing 5 is the block diagram showing the electric configuration of the direct-current regulated-power-supply equipment 51 of the gestalt of further others of operation of this

invention. The integrated circuit 52 of this direct-current stabilization power unit 51 is similar to the above-mentioned integrated circuit 22, gives the same reference mark to a corresponding part, and omits that explanation. It should observe -- it is that the reference voltage Vref2 from said source B-2 of reference voltage is given to it through resistance R3 in this integrated circuit 52 rather than is directly given to the input of another side of the overcurrent detection comparator 31 in an overcurrent sensing circuit 50. Moreover, the input of another side of said overcurrent detection comparator 31 is grounded through diode D2.

[0044] If the forward voltage of said catch diode D1 has the property shown by said reference mark alpha 1 in the ambient temperature of 25 degrees C in said drawing 2, for example, said overcurrent threshold is set to 4A, the forward voltage Vref2 at that time, i.e., said reference voltage, will be set to 0.45V. On the other hand, said reference voltage Vref2 is set to 0.42V in the environment where said ambient temperature shown by the reference mark alpha 2 is 125 degrees C. Thus, since the catch diode D1 has the negative temperature property, corresponding to this, the reference voltage Vref21 which gave the negative temperature property as shown by drawing 6 with diode D2 is given to the input of another side of the overcurrent detection comparator 31 with this integrated circuit 52.

[0045] By this, change of the forward voltage of the catch diode D1 by ambient-temperature change can be interlocked with, reference voltage Vref21 can be changed, the overcurrent threshold of a switching element SW can always be held uniformly, and overcurrent detection can be performed with high precision.

[0046] It will be as follows if other gestalten of operation of this invention are explained based on drawing 7.

[0047] Drawing 7 is the block diagram showing the electric configuration of the direct-current regulated-power-supply equipment 61 of other gestalten of operation of this invention. The integrated circuit 62 of this direct-current stabilization power unit 61 is similar to the above-mentioned integrated circuit 22. It should observe -- it is that the reference voltage Vref2 from said source B-2 of reference voltage is given to it through resistance R3 in this integrated circuit 62 rather than is directly given to the input of another side of the overcurrent detection comparator 31 in an overcurrent sensing circuit 60. Moreover, the input of another side of said overcurrent detection comparator 31 is grounded through resistance R4 from the external terminal P6.

[0048] Therefore, the reference voltage Vref22 with which the partial pressure of said reference voltage Vref2 was carried out to the input of another side of the overcurrent detection comparator 31 used as the node of resistance R3 and R4 by resistance R3 and R4 will be inputted. Therefore, a suitable overcurrent threshold can be set up by changing the resistance of the external resistance R4 according to the property of the rated value of the switching element SW to be used, and the forward voltage of the catch diode D1 as shown by said drawing 2.

[0049] It will be as follows if the gestalt of further others of operation of this invention is explained based on drawing 8 - drawing 10.

[0050] Drawing 8 is the block diagram showing the electric configuration of the direct-current regulated-power-supply equipment 71 of the gestalt of further others of operation of this invention. The integrated circuit 72 of this direct-current stabilization power unit 71 is similar to the above-mentioned integrated circuit 62. It should observe -- in this integrated circuit 72, external [ of said resistance R4 ] is not carried out to the external terminal P6, it is prepared in the overcurrent sensing circuit 70, and the capacitor C3 is formed in this resistance R4 and juxtaposition.

[0051] Therefore, the electrical potential difference between terminals of the juxtaposition capacitor C3 is low immediately after powering on, and it goes up gradually with time amount progress. For this reason, to the reference voltage Vref2 of said source B-2 of reference voltage, as drawing 9 shows the reference voltage Vref23 actually given to the input of another side of the overcurrent detection comparator 31, highly (an absolute value is), with time amount progress, it falls gradually immediately after powering on, and it rises (an absolute value becoming large). By this, as drawing 9 shows, it will rise gradually, the allowed value, i.e., said overcurrent threshold, of potential Vc of the catch diode D1. [ of a cathode ]



[0052] On the other hand, in the usual chopper mold regulator, since output voltage  $V_o$  is 0V at first, as it becomes max, it starts and a reference mark alpha 11 shows drawing 10 depending on load conditions, such as a pole light load, to a power up, output voltage  $V_o$  may overshoot duty. On the other hand, since an overcurrent threshold rises gradually as mentioned above with this configuration, if a power source is switched on, while pulse width is restricted by overcurrent detection, pulse width spreads gradually, output voltage  $V_o$  starts gently, said thing [ overshooting ] cannot be found, and the so-called soft start can be realized.

[0053] It will be as follows if other gestalten of operation of this invention are explained based on drawing 11.

[0054] Drawing 11 is the block diagram showing the electric configuration of the direct-current regulated-power-supply equipment 81 of other gestalten of operation of this invention. The integrated circuit 82 of this direct-current stabilization power unit 81 is similar to the above-mentioned integrated circuits 22 and 42. it should observe -- in this integrated circuit 82, this overcurrent sensing circuit 30, the overheating detector 80 constituted similarly, and AND circuit 88 adding the output from these two detectors 30 and 80 are formed with said overcurrent sensing circuit 30. The overheating detector 80 performs overheating detection using the forward voltage of said catch diode D1 becoming low if temperature rises, as said drawing 2 shown in alpha 2 from a reference mark alpha 1.

[0055] Said overheating detector 80 is equipped with the overheating detection comparator 84 and source B4 of reference voltage, and is constituted, the cathode potential  $V_c$  of said catch diode D1 is given to one input of said overheating detection comparator 84, and the reference voltage  $V_{ref4}$  from source B4 of reference voltage is given to the input of another side of this overheating detection comparator 84. It judges with the overheating detection comparator 84 being component overheating if said potential  $V_c$  becomes said four or more reference voltages  $V_{ref}$ , high level is outputted, and said potential  $V_c$  is outputting a low level in said less than four reference voltage  $V_{ref}$ .

[0056] On the other hand, in the control circuit 83, flip-flop 27a to which the output from said overheating detection comparator 84 is given with said AND circuit 88 is prepared. The reset input S7 from said reset terminal P5 is given to the reset terminal of this flip-flop 27a. Both the reversal outputs of Flip-flops 27 and 27a are given to said AND circuit 88, and the output of the AND circuit 88 is given to said NAND circuit 28 as said reversal output S6.

[0057] Therefore, when it comes to an overcurrent condition, a flip-flop 27 is set and is reset by said pulse Bayh pulse method. On the other hand, it is reset by flip-flop 27a being set when it comes to component overheating, and giving said reset input S7 by said latch method, or carrying out the reclosing of the power source.

[0058] Thus, the overheat protection of said switching element SW can also be performed.

[0059]

[Effect of the Invention] As mentioned above, a switching element and a coil are prepared in output Rhine at a serial, the direct-current regulated-power-supply equipment concerning this invention is set to the switching mold regulator which obtained the desired output electrical potential difference by adjusting the ON/OFF duty ratio of said switching element, and an overcurrent is detected from this forward voltage using forward voltage becoming large, so that the passage current becomes [ an indispensable rectifying device ] large, in order to form the current path at the time of OFF of a switching element.

[0060] So, the series resistance for overcurrent detection can be deleted from output Rhine, and efficient-ization can be attained further.

[0061] Moreover, the direct-current stabilization power unit concerning this invention equips with and constitutes the source of reference voltage which has a comparator and a negative temperature property for an overcurrent detection means as mentioned above, and offsets the negative temperature property which a rectifying device has.

[0062] So, overcurrent detection can always be correctly performed with a fixed overcurrent threshold, without being influenced of ambient temperature.

[0063] The direct-current stabilization power unit concerning this invention further again An overcurrent detection means As mentioned above, a comparator and the source of reference

voltage, The 1st resistance which connects said source of reference voltage to the input of another side of said comparator, Change of an overcurrent threshold is enabled by having and constituting the 2nd resistance connected to the input of another side of said comparator through an external terminal, and changing the resistance of said 2nd resistance of external, and the other-end child's potential.

[0064] So, the suitable overcurrent threshold according to the property of the rectifying device to be used can be set up.

[0065] The direct-current stabilization power unit concerning this invention said overcurrent detection means as mentioned above Moreover, a comparator, The source of reference voltage, and the 1st resistance which connects said source of reference voltage to the input of another side of said comparator, In the 2nd resistance connected to the input of another side of said comparator, and said 2nd resistance, have further the capacitor by which it is placed between juxtaposition, and it is constituted. With the electrical potential difference between terminals of this juxtaposition capacitor, an overcurrent threshold is made low immediately after powering on, and it raises said overcurrent threshold gradually with the rise of the electrical potential difference between terminals of this juxtaposition capacitor in accordance with time amount progress.

[0066] So, since pulse width spreads in said power up gradually and output voltage starts to it while pulse width is restricted by overcurrent detection, the so-called soft start is realizable.

[0067] The direct-current stabilization power unit concerning this invention is further equipped with an overheating detection means to detect component overheating from the forward voltage of said rectifying device, as mentioned above further again.

[0068] So, component overheating can also be detected, without placing series resistance between output Rhine like overcurrent detection.

---

[Translation done.]

#### \* NOTICES \*

JPO and INPIT are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.

2.\*\*\*\* shows the word which can not be translated.

3.In the drawings, any words are not translated.

---

#### DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] It is the block diagram showing the electric configuration of the direct-current regulated-power-supply equipment of the chopper mold of one gestalt of operation of this invention.

[Drawing 2] It is the graph which shows the relation between the passage current value of the catch diode used for the direct-current regulated-power-supply equipment shown by drawing 1 , and forward voltage.

[Drawing 3] It is a wave form chart for explaining actuation of the direct-current stabilization power unit shown by drawing 1 .

[Drawing 4] It is the block diagram showing the electric configuration of the direct-current regulated-power-supply equipment of the chopper mold of other gestalten of operation of this invention.

[Drawing 5] It is the block diagram showing the electric configuration of the direct-current

regulated-power-supply equipment of the chopper mold of the gestalt of further others of operation of this invention.

[Drawing 6] It is the graph which shows the criteria value change for the overcurrent judging corresponding to the ambient-temperature change in the direct-current stabilization power unit shown by drawing 5.

[Drawing 7] It is the block diagram showing the electric configuration of the direct-current regulated-power-supply equipment of the chopper mold of other gestalten of operation of this invention.

[Drawing 8] It is the block diagram showing the electric configuration of the direct-current regulated-power-supply equipment of the chopper mold of the gestalt of further others of operation of this invention.

[Drawing 9] It is a wave form chart for explaining actuation of the direct-current stabilization power unit shown by drawing 8.

[Drawing 10] It is the graph which shows the output voltage property over input voltage change with the direct-current stabilization power unit and the direct-current stabilization power unit of the conventional technique which are shown by drawing 8.

[Drawing 11] It is the block diagram showing the electric configuration of the direct-current regulated-power-supply equipment of the chopper mold of other gestalten of operation of this invention.

[Drawing 12] It is the block diagram showing the electric configuration of the direct-current regulated-power-supply equipment of the chopper mold of the typical conventional technique.

[Description of Notations]

21 Direct-Current Stabilization Power Unit

22 Integrated Circuit

23 Control Circuit

24 Error Amplifier

25 PWM Comparator

26 Oscillator

27 Flip-flop

27a Flip-flop

28 NAND Circuit

30 Overcurrent Sensing Circuit

31 Overcurrent Detection Comparator

32 Output Rhine

41 Direct-Current Stabilization Power Unit

42 Integrated Circuit

43 Control Circuit

50 Overcurrent Sensing Circuit

51 Direct-Current Stabilization Power Unit

52 Integrated Circuit

60 Overcurrent Sensing Circuit

61 Direct-Current Stabilization Power Unit

62 Integrated Circuit

70 Overcurrent Sensing Circuit

71 Direct-Current Stabilization Power Unit

72 Integrated Circuit

80 Overheating Detector

81 Direct-Current Stabilization Power Unit

82 Integrated Circuit

83 Control Circuit

84 Overheating Detection Comparator

88 AND Circuit

B1 Power source

B-2 Source of reference voltage

- B3 Source of reference voltage
- B4 Source of reference voltage
- C1 Smoothing capacitor
- C2 Smoothing capacitor
- C3 Capacitor
- D1 Catch diode (rectifying device)
- D2 Diode
- L Coil
- P1-P4 Terminal
- P5 Reset terminal
- P6 External terminal
- SW Switching element
- R1 Partial pressure resistance
- R2 Partial pressure resistance
- R3 Resistance (1st resistance)
- R4 Resistance (2nd resistance)
- RL Load

[Translation done.]

\* NOTICES \*

JPO and INPIT are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.

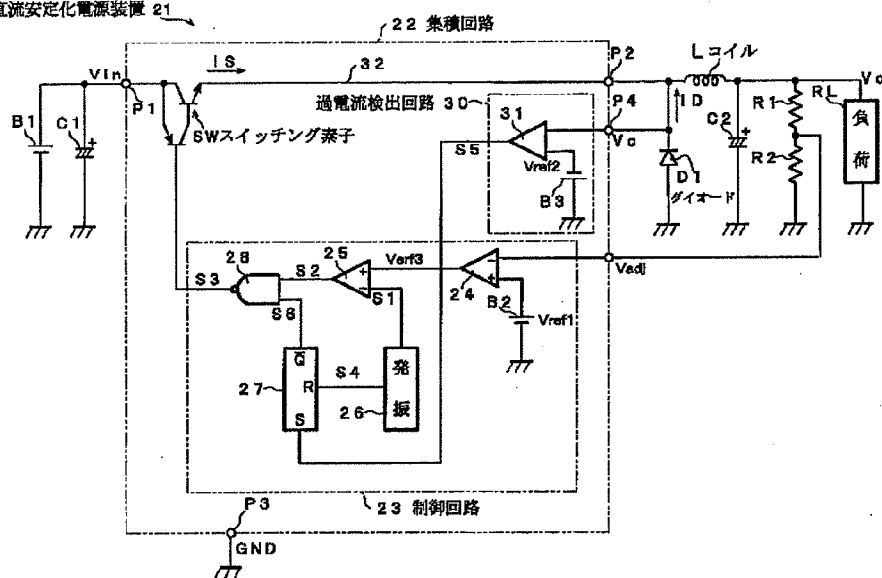
2.\*\*\*\* shows the word which can not be translated.

3. In the drawings, any words are not translated.

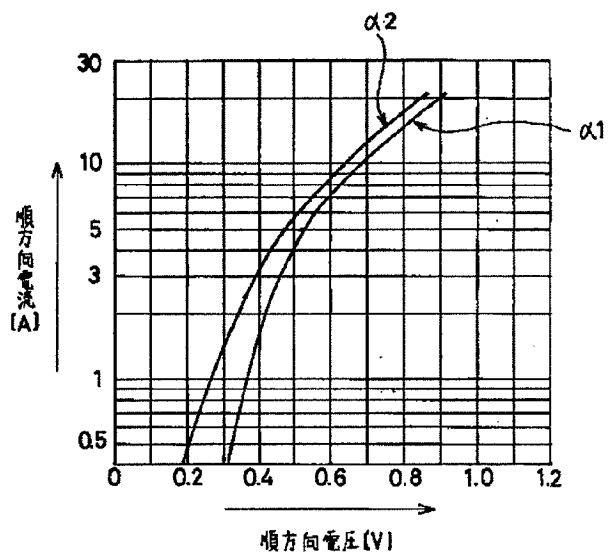
## DRAWINGS

[Drawing 1]

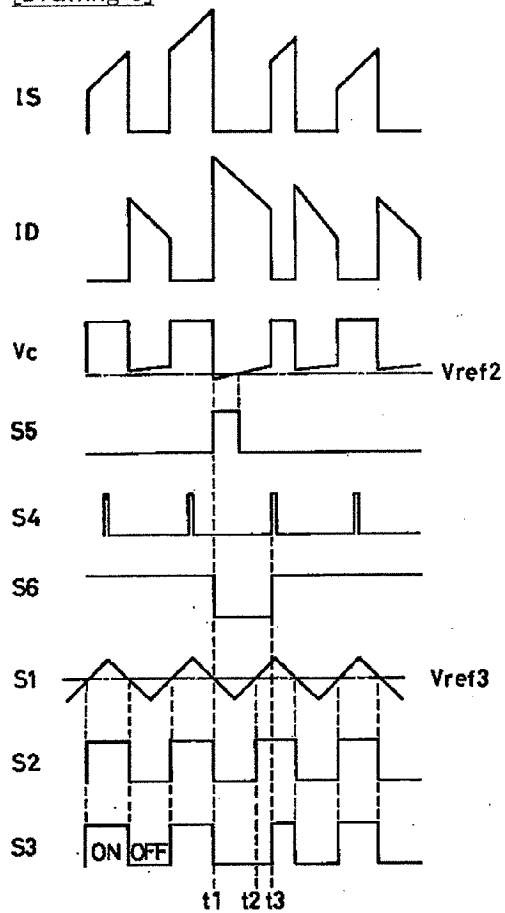
直流安定化電源裝置 21



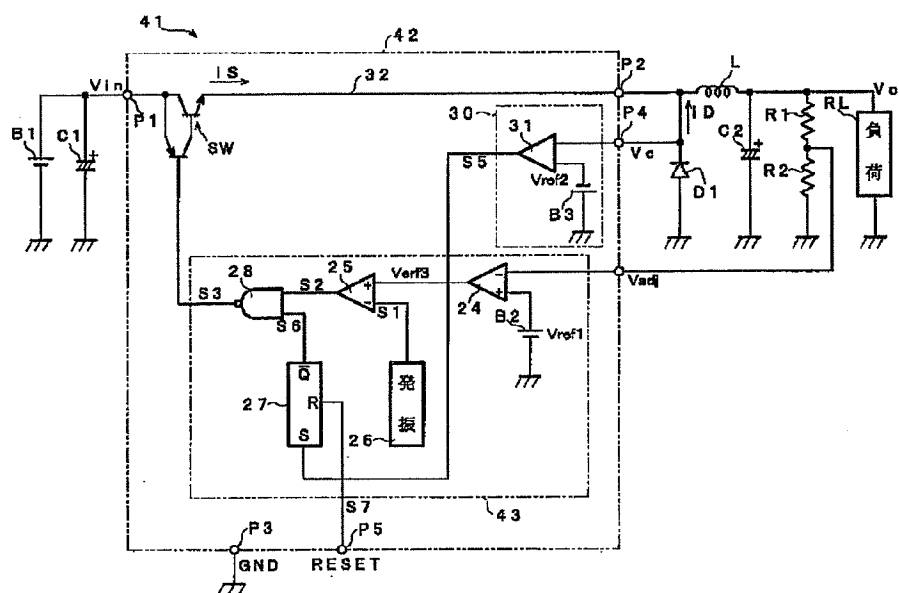
[Drawing 2]



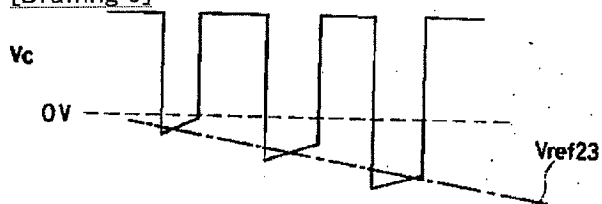
[Drawing 3]



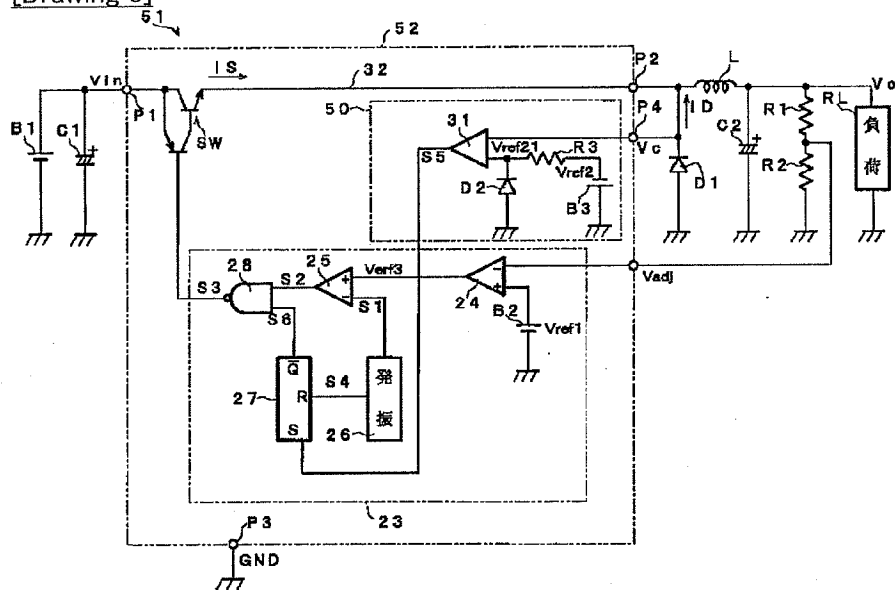
[Drawing 4]



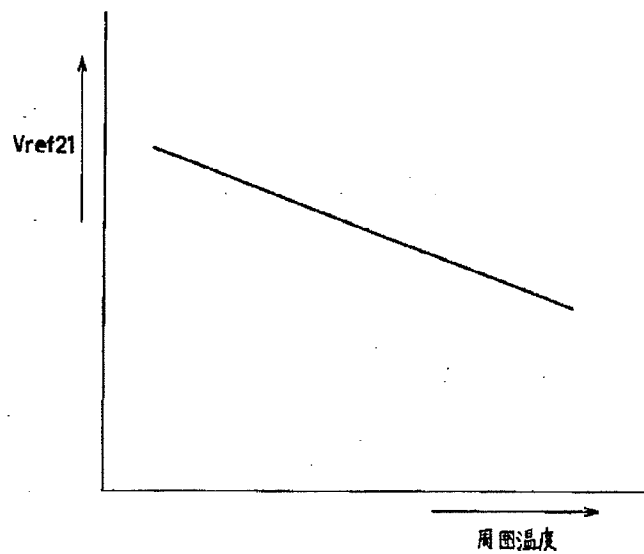
[Drawing 9]



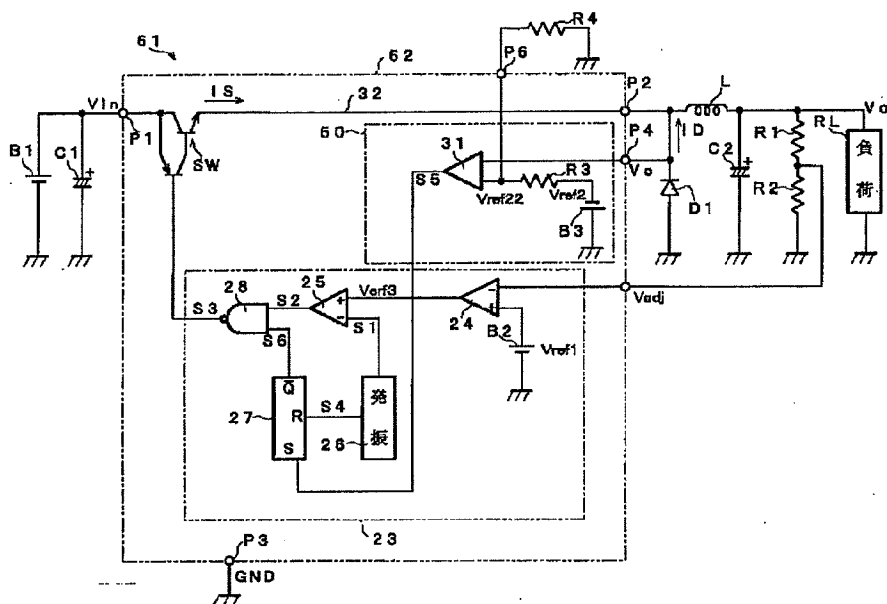
[Drawing 5]



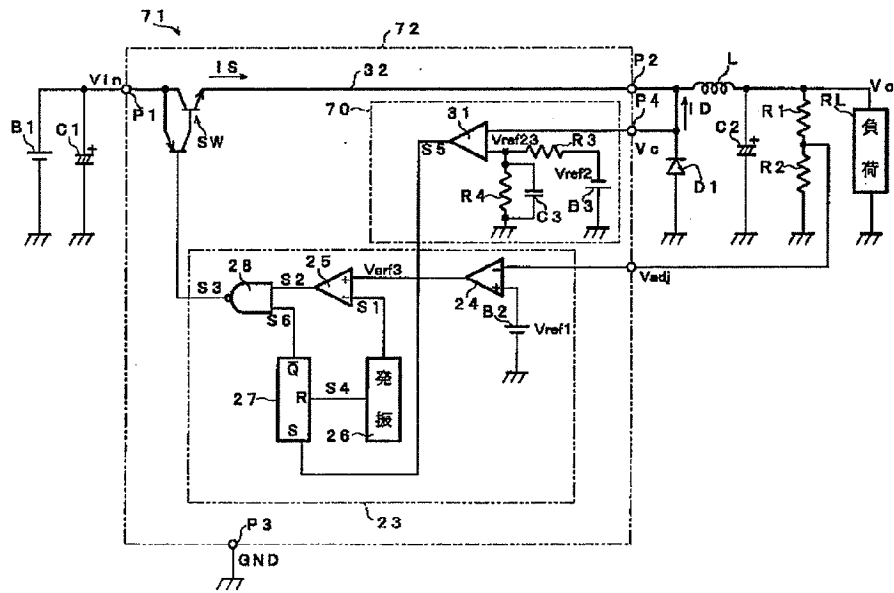
[Drawing 6]



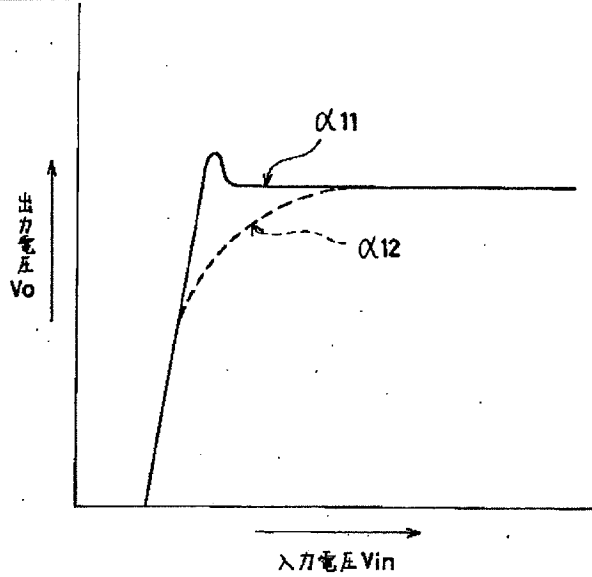
[Drawing 7]



[Drawing 8]

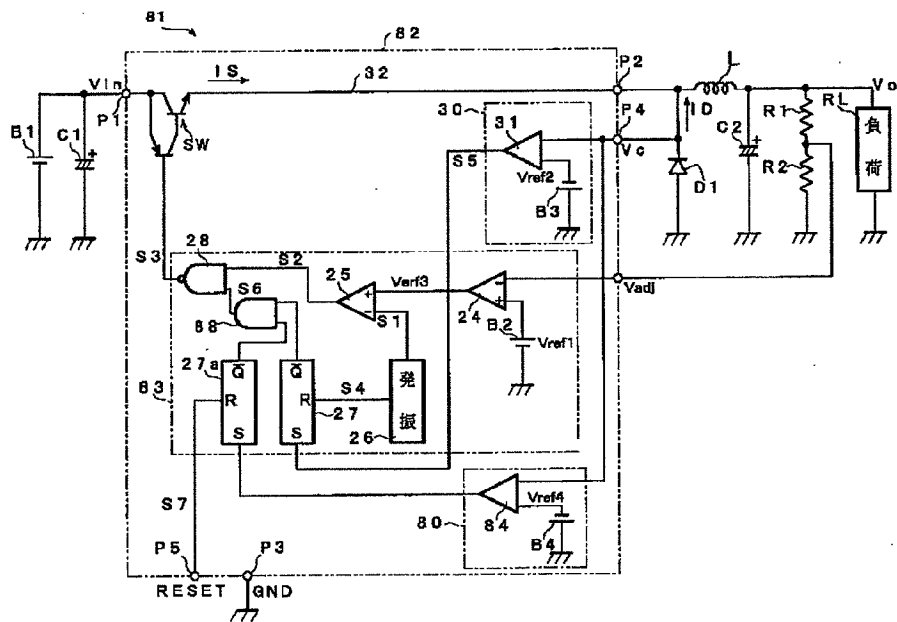


[Drawing 10]

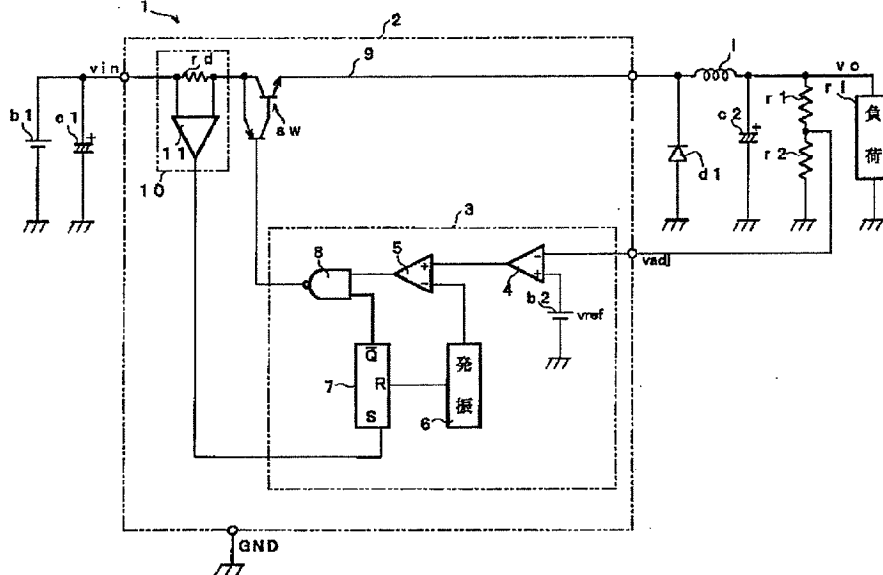


[Drawing 11]





[Drawing 12]



[Translation done.]



(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2001-25238

(P2001-25238A)

(43)公開日 平成13年1月26日(2001.1.26)

(51)Int.Cl.<sup>7</sup>

識別記号

F I

テーマコード(参考)

H 0 2 M 3/155

H 0 2 M 3/155

C 5 H 7 3 0

審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全 13 頁)

(21)出願番号

特願平11-196258

(22)出願日

平成11年7月9日(1999.7.9)

(71)出願人 000005049

シャープ株式会社

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号

(72)発明者 鈴木 友広

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号 シ

ャープ株式会社内

(72)発明者 八代 雄司

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号 シ

ャープ株式会社内

(74)代理人 100080034

弁理士 原 謙三

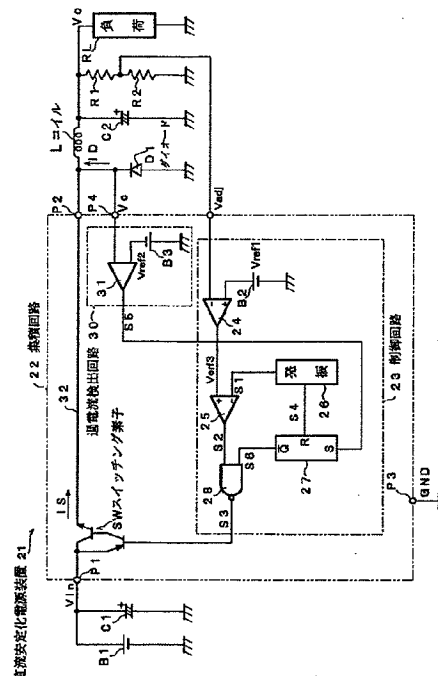
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 直流安定化電源装置

(57)【要約】

【課題】 スイッチング素子SWおよびコイルLが出力ライン32に直列に設けられ、前記スイッチング素子SWをスイッチングさせることによって、ON時には電源B1からの電流が負荷RLに供給されるとともに前記コイルLにエネルギーが蓄積され、OFF時にはその蓄積されたエネルギーがキャッチダイオードD1によって形成される電流経路で前記負荷RLに供給され、前記スイッチングのデューティを調整することによって、直流入力電圧 $V_{in}$ を所望直流出力電圧 $V_o$ に変換して出力するようにした直流安定化電源装置21において、前記出力ライン32から過電流検出用の直列抵抗を削除し、低損失化を図る。

【解決手段】 前記キャッチダイオードD1の順方向電圧が通過電流に対応して大きくなることを利用して、過電流検出回路30内の過電流検出コンパレータ31は、過電流判定を行う。こうして、前記直列抵抗を削除する。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】スイッチング素子およびコイルが出力ラインに直列に設けられ、前記スイッチング素子をスイッチングさせることによって、ON時には電源からの電流が負荷に供給されるとともに前記コイルにエネルギーが蓄積され、OFF時にはその蓄積されたエネルギーが整流素子によって形成される電流経路で前記負荷に供給され、前記スイッチングのデューティを調整することによって、直流入力電圧を所望直流出力電圧に変換して出力するようにした直流安定化電源装置において、

前記整流素子の順方向電圧から過電流を検出する過電流検出手段を含むことを特徴とする直流安定化電源装置。

【請求項2】前記過電流検出手段は、前記整流素子の端子間電圧が一方の入力に与えられるコンパレータと、前記コンパレータの他方の入力に接続され、負の温度特性を有する基準電圧源とを備えて構成されることを特徴とする請求項1記載の直流安定化電源装置。

【請求項3】前記過電流検出手段は、前記整流素子の端子間電圧が一方の入力に与えられるコンパレータと、基準電圧源と、前記基準電圧源を前記コンパレータの他方の入力に接続する第1の抵抗と、外部端子を介して前記コンパレータの他方の入力に接続される第2の抵抗とをさらに備えることを特徴とする請求項1記載の直流安定化電源装置。

【請求項4】前記過電流検出手段は、前記整流素子の端子間電圧が一方の入力に与えられるコンパレータと、基準電圧源と、前記基準電圧源を前記コンパレータの他方の入力に接続する第1の抵抗と、前記コンパレータの他方の入力に接続される第2の抵抗と、前記第2の抵抗に並列に介在されるコンデンサとをさらに備えることを特徴とする請求項1記載の直流安定化電源装置。

【請求項5】前記整流素子の順方向電圧から素子過熱を検出する過熱検出手段をさらに備えることを特徴とする請求項1～4の何れかに記載の直流安定化電源装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、降圧型のレギュレータとして好適に実施され、スイッチング素子、コイルおよび平滑コンデンサを備え、スイッチングのデューティを調整することによって、直流入力電圧を所望直流出力電圧に変換して出力するようにした高効率動作が可能な直流安定化電源装置に関する。

## 【0002】

【従来の技術】従来から、直流安定化電源装置には、電圧を安定化させるべくレギュレータ回路が用いられているが、入力電圧より低い出力電圧を必要とする場合に用いる前記降圧型のレギュレータとして、トランジスタを一種の変圧抵抗として用いることにより電圧を降下させるドロップ型レギュレータと、スイッチング素子、コイルおよび平滑コンデンサを備え、スイッチング素子のON/OFFデューティ比を調整することによって、所望出力電圧に安定に保持するスイッチング型レギュレータとが用いられている。

【0003】前記のドロップ型レギュレータは、設計が容易であり、ノイズが小さいので、用途が限定されにくいという利点を有しているものの、電圧をドロップさせて出力電圧を安定化させているので、ドロップ分が熱として放出されてしまい、特に入出力間電圧差が大きいときには効率が悪いという問題がある。一方、後記のスイッチング型レギュレータは、スイッチング素子のON/OFFデューティ比によって出力電圧が決定されるので、入出力間の電圧差が大きい用途で効率が良く、そのような用途で広く用いられている。

【0004】図12は、そのようなスイッチング型レギュレータの典型的な従来例の直流安定化電源装置1の電氣的構成を示すブロック図である。この直流安定化電源装置1は、大略的に、平滑コンデンサc1によって平滑化された電源b1からの入力電圧vinを集積回路2内のスイッチング素子swがスイッチングし、その出力を外付けのキャッチダイオードd1、コイル1および平滑コンデンサc2で整流・平滑化することで、前記入力電圧vinを降圧した出力電圧voを負荷r1に出力する。

【0005】すなわち、スイッチング素子swのON時には前記電源b1からの電流が負荷r1に供給されるとともに前記コイル1にエネルギーが蓄積され、OFF時にはその蓄積されたエネルギーがキャッチダイオードd1、コイル1および負荷r1によって形成される電流経路で該負荷r1に供給される。前記集積回路2内には制御回路3が設けられており、この制御回路3が前記スイッチング素子swのON/OFFデューティ比を調整することによって、前記出力電圧voを所望とする電圧に安定に保持する。

【0006】前記制御回路3は、誤差増幅器4と、基準電圧源b2と、PWMコンパレータ5と、発振器6と、フリップフロップ7と、NAND回路8とを備えて構成されている。前記誤差増幅器4の反転入力端には、前記出力電圧voを分圧抵抗r1、r2によって分圧して得られた調整電圧vadjがフィードバックされ、非反転入力端には、前記基準電圧源b2からの基準電圧vrefが与えられ、該誤差増幅器4からの出力は、PWMコンパレータ5の非反転入力端に与えられる。前記PWMコンパレータ5は、反転入力端に与えられる前記発振器6からの三角波を前記PWMコンパレータ5からの出力電圧でスライスすることによってPWM信号を作成し、該信号をNAND回路8を介してスイッチング素子swに与える。スイッチング素子swは、たとえばPNPトランジスタとNPNトランジスタとがダーリントン接続されて構成されている。

【0007】したがって、前記出力電圧voの低下によ

って、前記調整電圧  $v_{adj}$  が前記基準電圧  $v_{ref}$  よりも低くなる程、誤差増幅器4はローレベルの出力を導出し、これによってPWMコンパレータ5のスライスレベルが低くなって前記PWM信号のパルス幅が広く、すなわち前記デューティが高くなり、スイッチング素子  $s_w$  のON期間が長くなって、前記出力電圧  $v_o$  の低下が抑制される。

【0008】また、前記電源  $b_1$  から負荷  $r_l$  への出力ライン9には、前記スイッチング素子  $s_w$  およびコイル1とともに、前記集積回路2内で、過電流検出回路10が介在されている。この過電流検出回路10は、前記出力ライン9に直列に挿入され、負荷電流を電流-電圧変換する電流検出抵抗  $r_d$  と、その端子間電圧に基づいて、過電流状態であるか否かを判定する過電流検出コンパレータ11とを備えて構成されている。この過電流検出コンパレータ11の出力は、過電流を検出していない状態、すなわち電流検出抵抗  $r_d$  の端子間電圧が所定値未満では、ローレベルとなり、前記端子間電圧が所定値以上となって過電流状態となると、ハイレベルとなる。

【0009】過電流検出コンパレータ11の出力は、RSフリップフロップで実現される前記フリップフロップ7のセット端子に入力されており、このフリップフロップ7のリセット端子には、前記発振器6からリセットパルスが与えられる。フリップフロップ7の反転出力は、前記NAND回路8に与えられる。したがって、過電流状態となると、フリップフロップ7はセットされ、反転出力がローレベルとなってNAND回路8の出力、したがって前記スイッチング素子  $s_w$  のPNPトランジスタのベースがハイレベルのままとなり、該スイッチング素子  $s_w$  はOFF状態に保たれる。過電流でなくなるとフリップフロップ7はリセットされ、その反転出力がハイレベルとなって、NAND回路8を介するPWM信号の通過が可能になり、通常のパルス幅制御に戻る。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】上述のように構成される直流安定化電源装置1は、前記のドロップ型レギュレータよりも効率がはいけれども、出力ライン9に直列に電流検出抵抗  $r_d$  を挿入しているので、損失が大きく、近年の低消費電力化の要望には充分とは言えない。

【0011】すなわち、集積回路2内の損失  $W$  としては、スイッチング素子  $s_w$  による損失  $W_S$ 、制御回路3による損失  $W_C$  および電流検出抵抗  $r_d$  による損失  $W_R$  の大きく3つに分けられる。たとえば、入力電圧  $v_{in}$  が12V、出力電圧  $v_o$  が5V、出力電流  $i_o$  が3Aの条件で、スイッチング素子  $s_w$  の飽和状態でのコレクター-エミッタ間電圧  $v_{cesat}$  を1V、キャッチダイオード1の順方向電圧降下  $v_f$  を0.4V、制御回路3の消費電流を10mA、電流検出抵抗  $r_d$  を30mΩと仮定すると、

$$W_S \approx D \times v_{cesat} \times i_o = 0.45 \times 1 \times 3 \approx 1.35W$$

となる。

ここで、デューティ  $D$  は、

$$D = v_o \div (v_{in} - v_{cesat})$$

で表され、上記のように45%としている。

【0012】次に、

$$W_C = v_{in} \times i_o = 12 \times 0.01 = 0.12W$$

となる。最後に、

$$W_R = D \times r_d \times i_o \approx 0.45 \times 0.03 \times 3 \approx 0.04W$$

となる。

【0013】以上より、

$$W \approx 1.35 + 0.12 + 0.04 = 1.51W$$

となるのに対して、電流検出抵抗  $r_d$  がない場合は、

$$W' \approx 1.35 + 0.12 = 1.47W$$

とすることができ、内部損失を約3%削減できる。

【0014】本発明の目的は、過電流検出のための直列抵抗を出力ラインから削除することによって、より一層高効率化を図ることができる直流安定化電源装置を提供することである。

【0015】

【課題を解決するための手段】本発明に係る直流安定化電源装置は、スイッチング素子およびコイルが出力ラインに直列に設けられ、前記スイッチング素子をスイッチングさせることによって、ON時には電源からの電流が負荷に供給されるとともに前記コイルにエネルギーが蓄積され、OFF時にはその蓄積されたエネルギーが整流素子によって形成される電流経路で前記負荷に供給され、前記スイッチングのデューティを調整することによって、直流入力電圧を所望直流出力電圧に変換して出力するようにした直流安定化電源装置において、前記整流素子の順方向電圧から過電流を検出する過電流検出手段を含むことを特徴とする。

【0016】上記の構成によれば、スイッチング素子およびコイルが出力ラインに直列に設けられ、前記スイッチング素子のON/OFFデューティ比を調整することによって、所望出力電圧を得るようにしたスイッチング型レギュレータにおいて、スイッチング素子のOFF時における電流経路を形成するために不可欠であり、キャッチダイオードなどで実現される整流素子が、その通過電流が大きくなる程、順方向電圧が大きくなることを利用して、該順方向電圧から過電流を検出する。

【0017】したがって、過電流検出のための直列抵抗を出力ラインから削除することができ、一層高効率化を図ることができる。

【0018】また、本発明に係る直流安定化電源装置では、前記過電流検出手段は、前記整流素子の端子間電圧が一方の入力に与えられるコンパレータと、前記コンパレータの他方の入力に接続され、負の温度特性を有する基準電圧源とを備えて構成されることを特徴とする。

【0019】上記の構成によれば、前記キャッチダイオ

ードなどの整流素子の順方向電圧には、負の温度特性があるので、一定レベルの過電流閾値では、コンパレータは正確に過電流を判定することができない。そこで、ダイオードの順方向電圧などを用いて、基準電圧にも同様に負の温度特性を持たせる。

【0020】したがって、周囲温度の影響を受けることなく、常に一定の過電流閾値で、正確に過電流検出を行うことができる。

【0021】さらにまた、本発明に係る直流安定化電源装置では、前記過電流検出手段は、前記整流素子の端子間電圧が一方の入力に与えられるコンパレータと、基準電圧源と、前記基準電圧源を前記コンパレータの他方の入力に接続する第1の抵抗と、外部端子を介して前記コンパレータの他方の入力に接続される第2の抵抗とをさらに備えることを特徴とする。

【0022】上記の構成によれば、たとえば基準電圧源の一方の端子を前記第1の抵抗を介して前記コンパレータの他方の入力に接続し、他方の端子を接地し、第2の抵抗一方の端子を前記外部端子を介して前記コンパレータの他方の入力に接続し、他方の端子を接地すると、第1および第2の抵抗の接続点となる前記コンパレータの他方の入力では、過電流閾値となる基準電圧が分圧して入力されることになる。

【0023】したがって、外付けの前記第2の抵抗の抵抗値や、その他方の端子の電位を変化することによって、前記過電流閾値を変化することができ、使用するスイッチング素子の定格値や、整流素子の特性に応じた適切な過電流閾値を設定することができる。

【0024】また、本発明に係る直流安定化電源装置では、前記過電流検出手段は、前記整流素子の端子間電圧が一方の入力に与えられるコンパレータと、基準電圧源と、前記基準電圧源を前記コンパレータの他方の入力に接続する第1の抵抗と、前記コンパレータの他方の入力に接続される第2の抵抗と、前記第2の抵抗に並列に介在されるコンデンサとをさらに備えることを特徴とする。

【0025】上記の構成によれば、基準電圧源の一方の端子を前記第1の抵抗を介して前記コンパレータの他方の入力に接続し、他方の端子を接地し、第2の抵抗一方の端子を前記外部端子を介して前記コンパレータの他方の入力に接続し、他方の端子を接地すると、第2の抵抗に並列のコンデンサによって、電源投入直後は該並列コンデンサの端子間電圧が低く、前記過電流閾値が低くなり、時間経過に伴ってコンデンサの端子間電圧が徐々に上昇し、前記過電流閾値も上昇してゆく。

【0026】したがって、電源投入時には、過電流検出によりパルス幅が制限されながら徐々にパルス幅が拡がり、出力電圧が立ち上がってゆくので、いわゆるソフトスタートを実現することができる。

【0027】さらにまた、本発明に係る直流安定化電源

装置は、前記整流素子の順方向電圧から素子過熱を検出する過熱検出手段をさらに備えることを特徴とする。

【0028】上記の構成によれば、過電流検出と同様に、出力ラインに直列抵抗を介在することなく、素子過熱も検出することができる。

【0029】

【発明の実施の形態】本発明の実施の一形態について、図1～図3に基づいて説明すれば以下のとおりである。

【0030】図1は、本発明の実施の一形態の直流安定化電源装置21の電氣的構成を示すブロック図である。この直流安定化電源装置21は、スイッチング型レギュレータであり、大略的に、平滑コンデンサC1によって平滑化された電源B1からの入力電圧 $V_{in}$ を集積回路22内のスイッチング素子SWがスイッチングし、その出力を外付けのキャッチダイオードD1、コイルLおよび平滑コンデンサC2で整流・平滑化することで、前記入力電圧 $V_{in}$ を降圧した出力電圧 $V_o$ を負荷RLに出力する。すなわち、スイッチング素子SWのON時には前記電源B1からの電流が負荷RLに供給されるとともに前記コイルLにエネルギーが蓄積され、OFF時にはその蓄積されたエネルギーがキャッチダイオードD1、コイルLおよび負荷RLによって形成される電流経路で該負荷RLに供給される。前記集積回路22は、端子P1～P4を有する4端子のレギュレータICであり、該集積回路22内に設けられている制御回路23が前記スイッチング素子SWのON/OFFデューティ比を調整することによって、前記出力電圧 $V_o$ を所望とする電圧に安定に保持する。

【0031】前記制御回路23は、誤差増幅器24と、基準電圧源B2と、PWMコンパレータ25と、発振器26と、フリップフロップ27と、NAND回路28とを備えて構成されている。前記誤差増幅器24の反転入力端には、前記出力電圧 $V_o$ を分圧抵抗R1、R2によって分圧して得られた調整電圧 $V_{adj}$ がフィードバックされ、非反転入力端には、前記基準電圧源B2からの基準電圧 $V_{ref1}$ が与えられ、該誤差増幅器24からの出力は、PWMコンパレータ25の非反転入力端に与えられる。前記PWMコンパレータ25は、反転入力端に与えられる前記発振器26からの三角波を前記PWMコンパレータ25からの出力電圧でスライスすることによってPWM信号を作成し、該信号をNAND回路28を介してスイッチング素子SWに与える。スイッチング素子SWは、たとえばPNPトランジスタとNPNトランジスタとがダーリントン接続されて構成されている。

【0032】したがって、前記出力電圧 $V_o$ の低下によって、前記調整電圧 $V_{adj}$ が前記基準電圧 $V_{ref1}$ よりも低くなる程、誤差増幅器24はローレベルの出力を導出し、これによってPWMコンパレータ25のスライスレベルが低くなって、前記PWM信号のパルス幅が広く、すなわち前記デューティが高くなり、スイッチン

グ素子SWのON期間が長くなって、前記出力電圧V<sub>o</sub>の低下が抑制される。

【0033】また、整流素子であるキャッチダイオードD1のカソードの電位V<sub>c</sub>は、過電流検出回路30内の過電流検出コンパレータ31の一方の入力に与えられており、この前記過電流検出コンパレータ31の他方の入力には、基準電圧源B2からの基準電圧V<sub>ref2</sub>が与えられている。過電流検出回路30は、前記電位V<sub>c</sub>が前記基準電圧V<sub>ref2</sub>以上となると過電流状態であると判定してハイレベルを出力し、前記電位V<sub>c</sub>が前記基準電圧V<sub>ref2</sub>未満では、ローレベルを出力している。

【0034】すなわち、キャッチダイオードD1は、たとえば図2において参照符α1で示すように、通過電流値が大きくなる程、順方向電圧が大きくなるという特性を有しており、過電流検出コンパレータ31は、前記電位V<sub>c</sub>が前記基準電圧V<sub>ref2</sub>以上となると、キャッチダイオードD1の通過電流値が過電流閾値以上となったものと判断する。

【0035】前記過電流検出コンパレータ31の出力は、RSフリップフロップで実現される前記フリップフロップ27のセット端子に入力されており、このフリップフロップ27のリセット端子には、前記発振器26からリセットパルスが与えられる。フリップフロップ27の反転出力は、前記NAND回路28に与えられる。したがって、過電流状態となると、フリップフロップ27はセットされ、反転出力がローレベルとなってNAND回路28の出力、したがって前記スイッチング素子SWのPNPトランジスタのベースがハイレベルのままとなり、該スイッチング素子SWはOFF状態に保たれる。過電流でなくなるとフリップフロップ27はリセットされ、その反転出力がハイレベルとなって、NAND回路28を介するPWM信号の通過が可能になり、通常のパルス幅制御に戻る。

【0036】図3は、上述のように構成される直流安定化電源装置21の動作を説明するための波形図である。PWMコンパレータ25において、発振器26からの三角波S1を、誤差増幅器24からのスライスレベルV<sub>ref3</sub>でスライスすることによって得られたPWM信号S2は、NAND回路28を介して、PWM信号S3としてスイッチング素子SWに与えられる。スイッチング素子SWのスイッチングによって、ON期間に該スイッチング素子SWには電流I<sub>S</sub>が流れ、OFF期間にキャッチダイオードD1には電流I<sub>D</sub>が流れる。

【0037】フリップフロップ27は、前記発振器26から、三角波S1の毎周期毎に出力されるリセットパルスS4によって前記毎周期毎にリセットされており、時刻t1で示すように、前記電位V<sub>c</sub>が前記基準電圧V<sub>ref2</sub>以上となると過電流検出コンパレータ31が過電流信号S5を出力すると、フリップフロップ27はセッ

トされ、その反転出力S6をローレベルとする。これによって、時刻t2で前記PWM信号S2がハイレベルとなっても、NAND回路28によって出力が阻止され、時刻t3でフリップフロップ27がリセットされされると、前記PWM信号S3がハイレベルとなってスイッチング素子SWがON駆動される。

【0038】このようにして、スイッチング素子SWのOFF時における電流経路を形成するために不可欠であるキャッチダイオードD1の順方向電圧から過電流検出を行うので、出力ライン32に過電流検出のための直列抵抗を介在する必要がなくなり、一層高効率化を図ることができる。

【0039】本発明の実施の他の形態について、図4に基づいて説明すれば以下のとおりである。

【0040】図4は、本発明の実施の他の形態の直流安定化電源装置41の電氣的構成を示すブロック図である。この直流安定化電源装置41の集積回路42は、前述の集積回路22に類似しており、対応する部分には同一の参照符号を付して、その説明を省略する。注目すべきは、この集積回路42では、リセット端子P5が設けられ、制御回路43内の前記フリップフロップ27のリセット端子には、前記発振器26からのリセットパルスS4に代えて、このリセット端子P5からのリセット入力S7が与えられる。

【0041】したがって、前記集積回路22では、フリップフロップ27は三角波S1の毎周期毎に出力されるリセットパルスS4によって前記毎周期毎にリセットされており、スイッチング素子SWを過電流状態とならない上限値で動作させ続け、過電流状態が解消すると直ちに復帰させることができるパルス・バイ・パルス方式の過電流保護動作を行っているのに対して、この集積回路42では、一旦過電流状態となると、前記リセット入力S7を与えるか、または電源を再投入しないと復帰させることができないラッチ方式の過電流保護動作を行うことができる。

【0042】本発明の実施のさらに他の形態について、図5および図6に基づいて説明すれば以下のとおりである。

【0043】図5は、本発明の実施のさらに他の形態の直流安定化電源装置51の電氣的構成を示すブロック図である。この直流安定化電源装置51の集積回路52は、前述の集積回路22に類似しており、対応する部分には同一の参照符号を付して、その説明を省略する。注目すべきは、この集積回路52では、過電流検出回路50内の過電流検出コンパレータ31の他方の入力には、前記基準電圧源B2からの基準電圧V<sub>ref2</sub>が直接与えられるのではなく、抵抗R3を介して与えられることである。また、前記過電流検出コンパレータ31の他方の入力には、ダイオードD2を介して接地されている。

【0044】前記キャッチダイオードD1の順方向電圧は、前記図2において、25℃の周囲温度では前記参照符 $\alpha 1$ で示す特性を有し、たとえば前記過電流閾値を4Aとすると、そのときの順方向電圧、すなわち前記基準電圧Vref2は、0.45Vとなる。これに対して、参照符 $\alpha 2$ で示す前記周囲温度が125℃の環境では、前記基準電圧Vref2は、0.42Vとなる。このようにキャッチダイオードD1は負の温度特性を有しているので、これに対応して該集積回路52では、過電流検出コンパレータ31の他方の入力に、ダイオードD2によって図6で示すような負の温度特性を持たせた基準電圧Vref21を与える。

【0045】これによって、周囲温度変化によるキャッチダイオードD1の順方向電圧の変化に連動して基準電圧Vref21を変化させることができ、スイッチング素子SWの過電流閾値を常に一定に保持し、高精度に過電流検出を行うことができる。

【0046】本発明の実施の他の形態について、図7に基づいて説明すれば以下のとおりである。

【0047】図7は、本発明の実施の他の形態の直流安定化電源装置61の電気的構成を示すブロック図である。この直流安定化電源装置61の集積回路62は、前述の集積回路22に類似している。注目すべきは、この集積回路62では、過電流検出回路60内の過電流検出コンパレータ31の他方の入力には、前記基準電圧源B2からの基準電圧Vref2が直接与えられるのではなく、抵抗R3を介して与えられることである。また、前記過電流検出コンパレータ31の他方の入力は、外部端子P6から抵抗R4を介して接地されている。

【0048】したがって、抵抗R3、R4の接続点となる過電流検出コンパレータ31の他方の入力には、前記基準電圧Vref2が抵抗R3、R4によって分圧された基準電圧Vref22が入力されることになる。したがって、使用するスイッチング素子SWの定格値や、前記図2で示すようなキャッチダイオードD1の順方向電圧の特性に応じて外付けの抵抗R4の抵抗値を変化することによって、適切な過電流閾値を設定することができる。

【0049】本発明の実施のさらに他の形態について、図8～図10に基づいて説明すれば以下のとおりである。

【0050】図8は、本発明の実施のさらに他の形態の直流安定化電源装置71の電気的構成を示すブロック図である。この直流安定化電源装置71の集積回路72は、前述の集積回路62に類似している。注目すべきは、この集積回路72では、前記抵抗R4が外部端子P6に外付けされるのではなく、過電流検出回路70内に設けられており、また該抵抗R4と並列にコンデンサC3が設けられている。

【0051】したがって、電源投入直後は並列コンデン

サC3の端子間電圧が低く、時間経過に伴って徐々に上昇してゆく。このため、前記基準電圧源B2の基準電圧Vref2に対して、過電流検出コンパレータ31の他方の入力に実際に与えられる基準電圧Vref23は、図9で示すように、電源投入直後は高く（絶対値が小さく）、時間経過に伴って徐々に低下して（絶対値が大きくなって）ゆく。これによって、図9で示すように、キャッチダイオードD1のカソードの電位Vcの許容値、すなわち前記過電流閾値が徐々に上昇してゆくことになる。

【0052】一方、通常のチョップ型レギュレータでは、出力電圧Voが最初は0Vであるので、電源投入時にはデューティは最大となって立ち上がり、極軽負荷などの負荷条件によっては、図10において参照符 $\alpha 11$ で示すように、出力電圧Voがオーバーシュートする場合がある。これに対して、本構成では上述のように過電流閾値が徐々に上昇してゆくの、電源が投入されると、過電流検出によりパルス幅が制限されながら徐々にパルス幅が広がり、出力電圧Voが緩やかに立ち上がってゆき、前記オーバーシュートすることがなく、いわゆるソフトスタートを実現することができる。

【0053】本発明の実施の他の形態について、図11に基づいて説明すれば以下のとおりである。

【0054】図11は、本発明の実施の他の形態の直流安定化電源装置81の電気的構成を示すブロック図である。この直流安定化電源装置81の集積回路82は、前述の集積回路22、42に類似している。注目すべきは、この集積回路82では、前記過電流検出回路30とともに、該過電流検出回路30と同様に構成される過熱検出回路80と、それら2つの検出回路30、80からの出力を加算するAND回路88とが設けられている。過熱検出回路80は、前記図2において参照符 $\alpha 1$ から $\alpha 2$ で示すように、前記キャッチダイオードD1の順方向電圧が、温度が上昇すると低くなることを利用して、過熱検出を行うものである。

【0055】前記過熱検出回路80は、過熱検出コンパレータ84と、基準電圧源B4とを備えて構成されており、前記キャッチダイオードD1のカソード電位Vcは、前記過熱検出コンパレータ84の一方の入力に与えられており、この過熱検出コンパレータ84の他方の入力には、基準電圧源B4からの基準電圧Vref4が与えられている。過熱検出コンパレータ84は、前記電位Vcが前記基準電圧Vref4以上となると素子過熱状態であると判定してハイレベルを出力し、前記電位Vcが前記基準電圧Vref4未満では、ローレベルを出力している。

【0056】一方、制御回路83内には、前記AND回路88とともに、前記過熱検出コンパレータ84からの出力が与えられるフリップフロップ27aが設けられている。このフリップフロップ27aのリセット端子に



は、前記リセット端子 P5 からのリセット入力 S7 が与えられる。フリップフロップ 27、27a の反転出力は、ともに前記 AND 回路 88 に与えられ、その AND 回路 88 の出力が前記反転出力 S6 として前記 NAND 回路 28 に与えられる。

【0057】したがって、過電流状態となるとフリップフロップ 27 はセットされ、前記パルス・バイ・パルス方式でリセットされる。これに対して、素子過熱状態となるとフリップフロップ 27a がセットされ、前記ラッチ方式で、前記リセット入力 S7 を与えるか、または電源を再投入することでリセットされる。

【0058】このようにして、前記スイッチング素子 SW の過熱保護も行うことができる。

【0059】

【発明の効果】本発明に係る直流安定化電源装置は、以上のように、スイッチング素子およびコイルが出力ラインに直列に設けられ、前記スイッチング素子の ON/OFF デューティ比を調整することによって所望出力電圧を得るようにしたスイッチング型レギュレータにおいて、スイッチング素子の OFF 時における電流経路を形成するために不可欠な整流素子が、その通過電流が大きくなる程、順方向電圧が大きくなることを利用して、該順方向電圧から過電流を検出する。

【0060】それゆえ、過電流検出のための直列抵抗を出力ラインから削除することができ、一層高効率化を図ることができる。

【0061】また、本発明に係る直流安定化電源装置は、以上のように、過電流検出手段を、コンパレータと、負の温度特性を有する基準電圧源とを備えて構成し、整流素子が有する負の温度特性を相殺する。

【0062】それゆえ、周囲温度の影響を受けることなく、常に一定の過電流閾値で、正確に過電流検出を行うことができる。

【0063】さらにまた、本発明に係る直流安定化電源装置は、以上のように、過電流検出手段を、コンパレータと、基準電圧源と、前記基準電圧源を前記コンパレータの他方の入力に接続する第 1 の抵抗と、外部端子を介して前記コンパレータの他方の入力に接続する第 2 の抵抗とを備えて構成し、外付けの前記第 2 の抵抗の抵抗値や、その他方の端子の電位を変化することによって、過電流閾値を変化可能にする。

【0064】それゆえ、使用する整流素子の特性に応じた適切な過電流閾値を設定することができる。

【0065】また、本発明に係る直流安定化電源装置は、以上のように、前記過電流検出手段を、コンパレータと、基準電圧源と、前記基準電圧源を前記コンパレータの他方の入力に接続する第 1 の抵抗と、前記コンパレータの他方の入力に接続される第 2 の抵抗と、前記第 2 の抵抗に並列に介在されるコンデンサとをさらに備えて構成し、電源投入直後は該並列コンデンサの端子間電圧

によって過電流閾値を低くし、時間経過に伴う該並列コンデンサの端子間電圧の上昇に伴って前記過電流閾値を徐々に上昇させる。

【0066】それゆえ、前記電源投入時には、過電流検出によりパルス幅が制限されながら徐々にパルス幅が拡がり、出力電圧が立ち上がってゆくの、いわゆるソフトスタートを実現することができる。

【0067】さらにまた、本発明に係る直流安定化電源装置は、以上のように、前記整流素子の順方向電圧から素子過熱を検出する過熱検出手段をさらに備える。

【0068】それゆえ、過電流検出と同様に出力ラインに直列抵抗を介在することなく、素子過熱も検出することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の実施の一形態のチョップパ型の直流安定化電源装置の電氣的構成を示すブロック図である。

【図 2】図 1 で示す直流安定化電源装置に用いられるキャッチダイオードの通過電流値と順方向電圧との関係を示すグラフである。

【図 3】図 1 で示す直流安定化電源装置の動作を説明するための波形図である。

【図 4】本発明の実施の他の形態のチョップパ型の直流安定化電源装置の電氣的構成を示すブロック図である。

【図 5】本発明の実施のさらに他の形態のチョップパ型の直流安定化電源装置の電氣的構成を示すブロック図である。

【図 6】図 5 で示す直流安定化電源装置における周囲温度変化に対応した過電流判定のための基準値の変化を示すグラフである。

【図 7】本発明の実施の他の形態のチョップパ型の直流安定化電源装置の電氣的構成を示すブロック図である。

【図 8】本発明の実施のさらに他の形態のチョップパ型の直流安定化電源装置の電氣的構成を示すブロック図である。

【図 9】図 8 で示す直流安定化電源装置の動作を説明するための波形図である。

【図 10】図 8 で示す直流安定化電源装置と従来技術の直流安定化電源装置との入力電圧変化に対する出力電圧特性を示すグラフである。

【図 11】本発明の実施の他の形態のチョップパ型の直流安定化電源装置の電氣的構成を示すブロック図である。

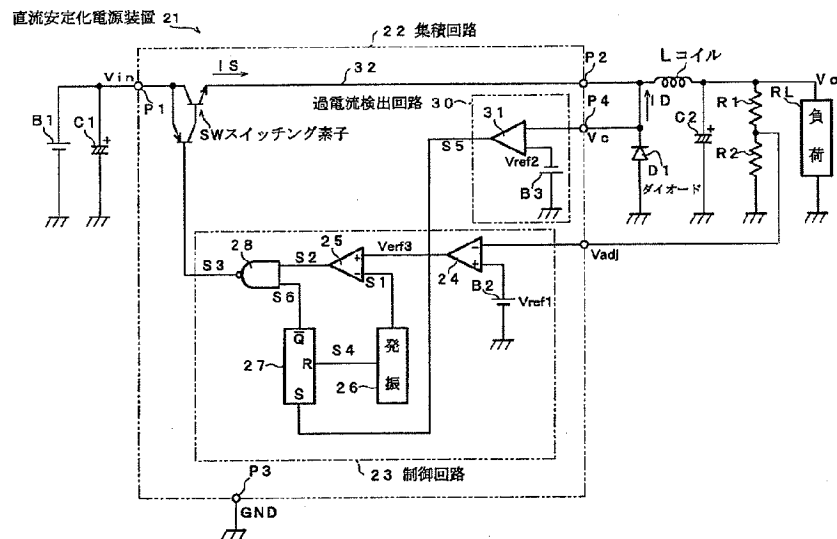
【図 12】典型的な従来技術のチョップパ型の直流安定化電源装置の電氣的構成を示すブロック図である。

【符号の説明】

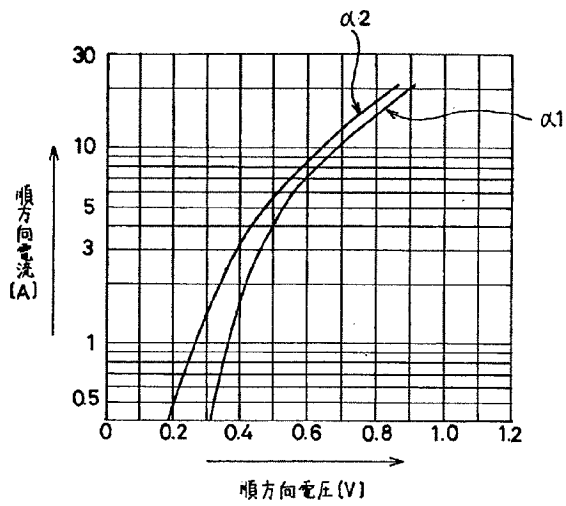
21	直流安定化電源装置
22	集積回路
23	制御回路
24	誤差増幅器
25	PWM コンパレータ
26	発振器

27	フリップフロップ	84	過熱検出コンパレータ
27a	フリップフロップ	88	AND回路
28	NAND回路	B1	電源
30	過電流検出回路	B2	基準電圧源
31	過電流検出コンパレータ	B3	基準電圧源
32	出力ライン	B4	基準電圧源
41	直流安定化電源装置	C1	平滑コンデンサ
42	集積回路	C2	平滑コンデンサ
43	制御回路	C3	コンデンサ
50	過電流検出回路	D1	キャッチダイオード (整流素子)
51	直流安定化電源装置	D2	ダイオード
52	集積回路	L	コイル
60	過電流検出回路	P1~P4	端子
61	直流安定化電源装置	P5	リセット端子
62	集積回路	P6	外部端子
70	過電流検出回路	SW	スイッチング素子
71	直流安定化電源装置	R1	分圧抵抗
72	集積回路	R2	分圧抵抗
80	過熱検出回路	R3	抵抗 (第1の抵抗)
81	直流安定化電源装置	R4	抵抗 (第2の抵抗)
82	集積回路	RL	負荷
83	制御回路		

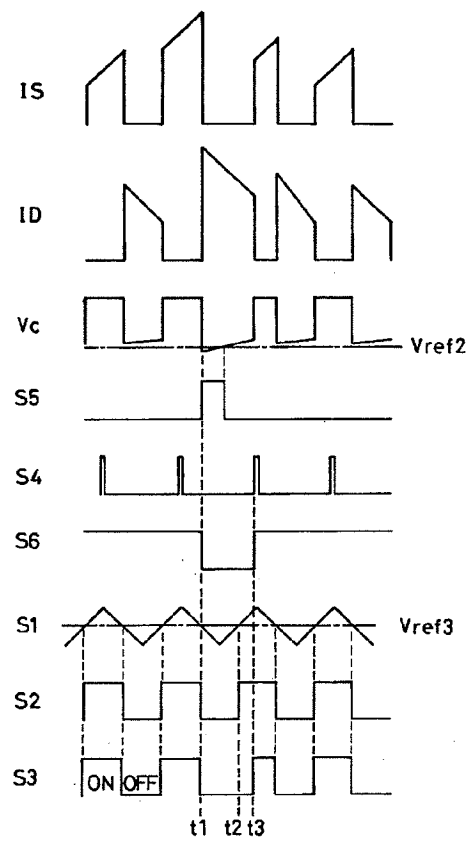
【図1】



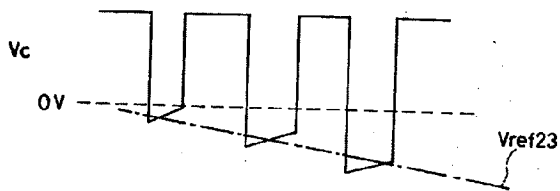
【図 2】



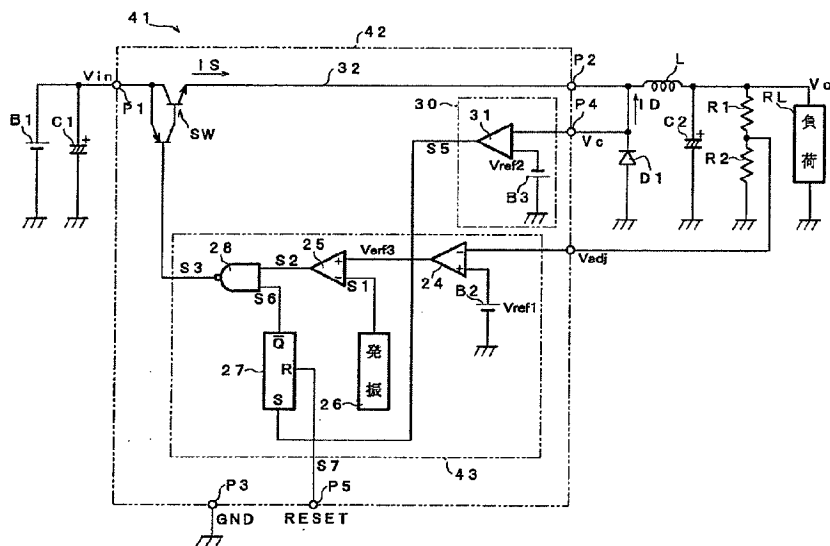
【図 3】



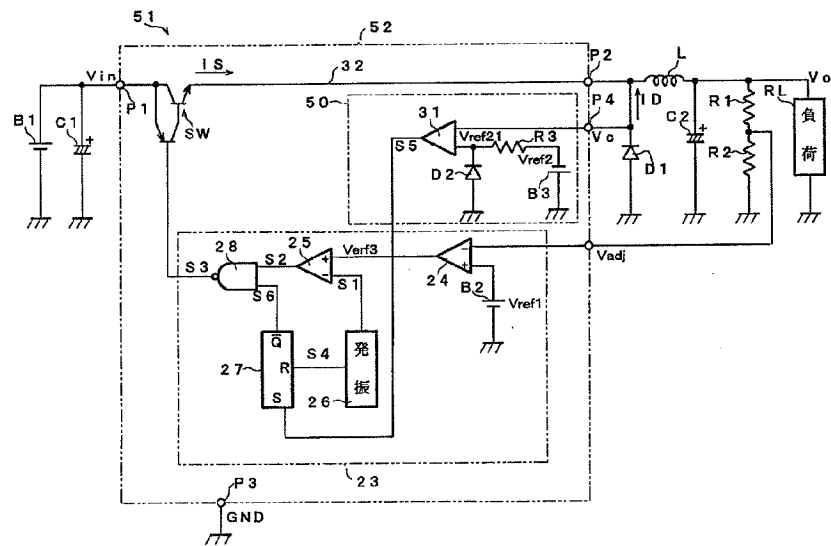
【図 9】



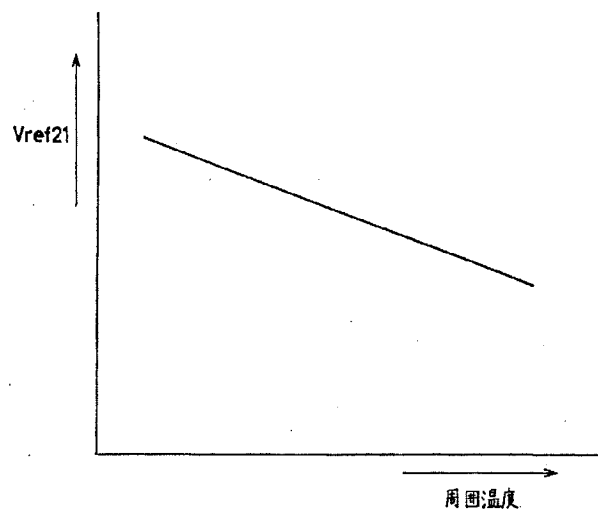
【図 4】



【図5】

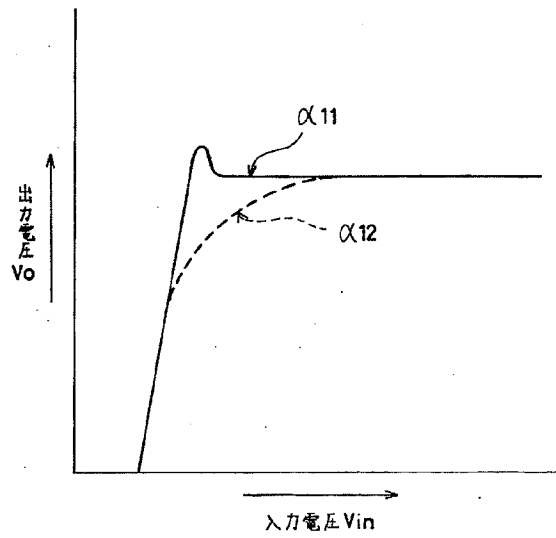


【図6】

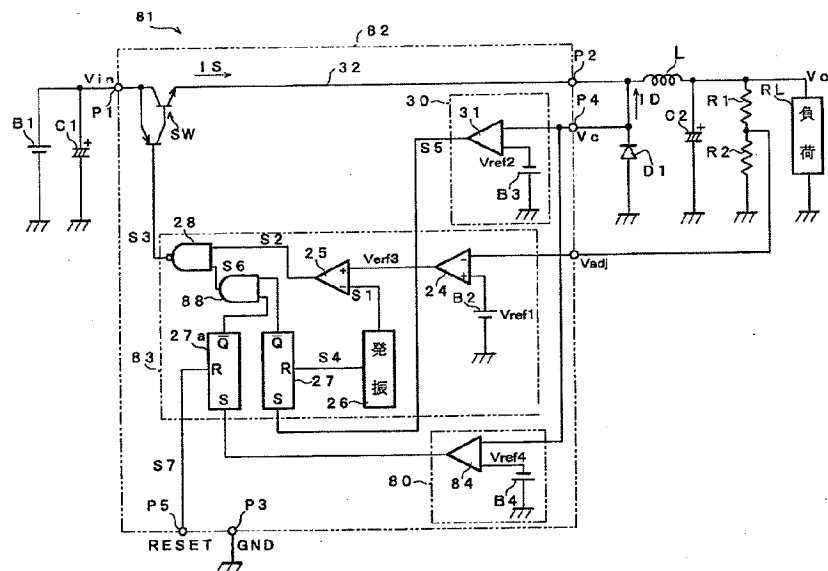




【図 10】



【図 11】



[illegible]

(72) 発明者	因幡 克己	
	大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号	シ
	ャープ株式会社内	
(72) 発明者	久川 浩司	
	大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号	シ
	ャープ株式会社内	
(72) 発明者	金森 淳	
	大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号	シ
	ャープ株式会社内	

(72) 発明者 佐藤 努  
大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号 シ  
ヤープ株式会社内  
F ターム(参考) 5H730 AA14 AA20 AS01 BB13 BB57  
DD02 DD15 EE08 EE10 FD01  
FD21 FF02 FG05 XC14 XX03  
XX04 XX15 XX19 XX23 XX24  
XX32 XX35 XX38 XX43

